

# アナログ・デジタル方式によるハイブリッドタイマ

Hybrid Timer composed of Analog and Digital System

山口 楠雄・鈴木 俊光  
Kusuo YAMAGUCHI・Toshimitsu SUZUKI

1. まえがき: タイマは、ある一定の時間、あるいは遅れの指令を必要とする場合に用いられる。従来から自動制御、計測などに、数秒～数百分程度の時間を指定するためのタイマとしてモータタイマなどが多数用いられてきたが、制御方式の高度化にともない、目標値を電気的にリモートセットできるタイマが必要になってきた。このような要求を満たすものとして、アナログ・デジタル方式のタイマ（ハイブリッドタイマ）の研究および試作を行なったので、その結果をご報告する。

2. ハイブリッドタイマの構成: ハイブリッドタイマは、アナログ・デジタル両方式を組み合わせたものである。その構成図および各部の波形を図1に示す。以下

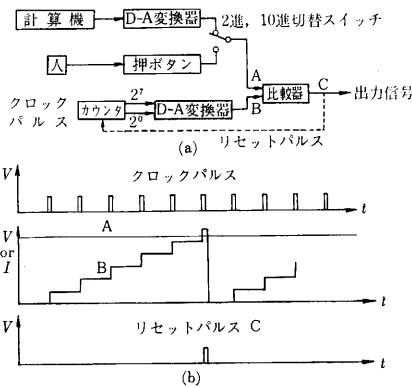


図1 タイマの構成と各部の波形

その動作原理を説明する。

目標値の設定は、他の計器出力、計算機出力あるいは人間による押ボタンスイッチ、ポテンシオメータの設定等により行ない、D-A変換器により、設定時間に比例した電圧（電流）を発生する。（図1(b)-A）一方一定時間毎に発生するクロックパルスをカウンタで計数し、D-A変換器を通して時間信号に比例した電圧（電流）を発生する。（同図B）A（設定電圧または電流）とB（時刻に比例した階段波の電圧または電流）を比較器で比較し、両者が一致したときに出力信号を発生し、同時にリセットパルスを発生し、カウンタをリセットする。

3. 設計目標: タイマ全体の精度はアナログ部分の精度によって決まる。また用途によってはかなり広い動作温度範囲を要求されることがある。アナログ方式の回路として比較的簡単に実現できる限度として、次のような

性能を一応の設計の目安とした。

動作温度範囲  $-30^{\circ}\text{C}\sim 100^{\circ}\text{C}$ 、精度 0.4%

カウンタに誤差がないものとすれば、タイマの誤差として次のようなものがあげられる。

- (1) D-A 変換器の誤差
- (2) 比較器の誤差
- (3) デジタル誤差

(1) および (2) については後に述べる。(3) のデジタル誤差は、時間設定のアナログ信号が、D-A 変換された時間信号の最小ビットの境界にあるとき、どちらをかぞえるかによって、1ビット分の時間誤差を生じる。この誤差は桁数を増すことによって小さくできる。

4. D-A 変換器: D-A 変換器にはいろいろの方式があるが、ここでは定電流出力方式を用いた。目標精度としては一応次のように定めた。

$0^{\circ}\text{C}\sim 60^{\circ}\text{C}$  0.2%

$-30^{\circ}\text{C}\sim 100^{\circ}\text{C}$  0.4%

出力電流  $0\sim 16\text{mA}$

定電流方式の D-A 変換器は、一種の定電流源と考えられる。以下、その動作原理と回路について述べる。

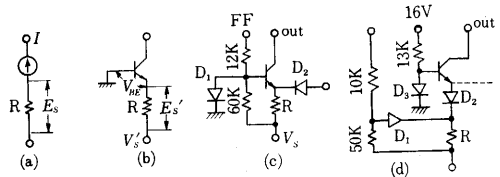


図2 D-A 変換回路

図2(a)を理想的な定電流源とし、その電流  $I$  は次式で決まるものとする。

$$I = E_s / R \quad E_s: \text{基準電圧} \quad (1)$$

この理想定電流源に近いものとして、同図(b)のようなベース接地トランジスタ回路を用いると、出力電流  $I$  および基準電圧  $V_s'$  は、

$$I = \frac{E_s'}{R(1+1/\beta)} \quad \beta = \frac{I_c}{I_b} \quad (2)$$

$$V_s' = E_s' + V_{BE} \quad (3)$$

となる。さらに、この回路に電流切替機能をもたせると同図(c)の回路になる。(c) 図において、FF 端子はカウンタのフリップフロップの出力端に接続される。FF 端子がたとえば 12V のとき出力端に電流が流れ、FF 端

研究速報  
子が 0V のとき電流は  $D_2$  を通って R に流れる。このように電流を切り替えるために  $D_1, D_2$  が必要である。したがって基準電圧  $V_S$  は、 $D_1$  の順方向電圧降下を  $V_D$  とすると

$$V_S = V_S' - V_D \quad (4)$$

となる。(2), (3), (4) 式より、出力電流  $I$  は

$$I = \frac{V_S + V_D - V_{BE}}{R(1 + 1/\beta)} \quad (5)$$

$\beta \gg 1, V_S \gg V_{BE}, V_D$  とすれば  $I$  は次のようになる。

$$I = \frac{1}{R} \left( V_S + V_D - V_{BE} - \frac{V_S}{\beta} \right) \quad (6)$$

ここで、温度変化による  $I$  の変化を考える。 $V_S$  および  $R$  は温度によって変化しないものを用いるものとし、温度による変動を無視する。(6) 式中の  $V_D, V_{BE}, 1/\beta$  について温度によって変化しない定数と変化する成分の和として考えると

$$I = \frac{1}{R} \{ (V_S + V_{D0} - V_{BE0} - \gamma_0 V_S) - (V_{BE1} - V_{D1} + \gamma_1 V_S) \} \quad (7)$$

となる。ただし  $\gamma = 1/\beta$

周囲温度がたとえば  $25^\circ\text{C}$  のとき、温度による変化項をゼロとし、 $V_S - V_{BE0} + V_{D0} - \gamma_0 V_S = E_S$  となるように  $V_S$  の値を定めると、図 2 (c) の出力電流は理想定電流源の  $I$  と等しくなる。

D-A 変換器は 1 桁下のものの 2 倍の出力電流を有する定電流源 8 桁で構成されている。下位 4 桁は電流が小さいので図 2 (d) のような回路を用いた。4 個の電流切替回路がエミッタに接続されている。上位 4 桁と同様に、出力電流  $I$  は、

$$I = \frac{V_S - V_{D2} - V_{BE} + V_{D3}}{R(1 + 1/\beta)}$$

$$I = \frac{1}{R} \left( V_S - V_{D2} - V_{BE} + V_{D3} - \frac{V_S}{\beta} \right)$$

$$V_S \gg V_{BE}, V_{D2}, V_{D3}. \quad \beta \gg 1$$

$$= \frac{1}{R} \{ (V_S - V_{D20} - V_{BE0} + V_{D30} - \gamma_0 V_S) - (V_{D21} + V_{BE1} - V_{D31} + \gamma_1 V_S) \} \quad (8)$$

となる。ただし  $\gamma = 1/\beta$

$-30^\circ\text{C} \sim 100^\circ\text{C}$  の温度における温度変化項の値を図 3 に示す。図 3 (a) をみると  $V_{BE}, V_D, V_S/\beta$  の大きさはほぼ等しく、(7) 式からもわかるようにその符号が逆である。したがってこの関係を利用した補償が可能である。下位 4 桁も、図 3 (b) および (8) 式から同様に温度補償を行なうことができる。補償は上位 4 桁では図 2(c) の  $D_2$  を 2 個シリーズに接続することにより、下位 4 桁では同図 (d) の  $D_3$  を 3 個シリーズに接続することによって行なうことができる。この補償によって図 3

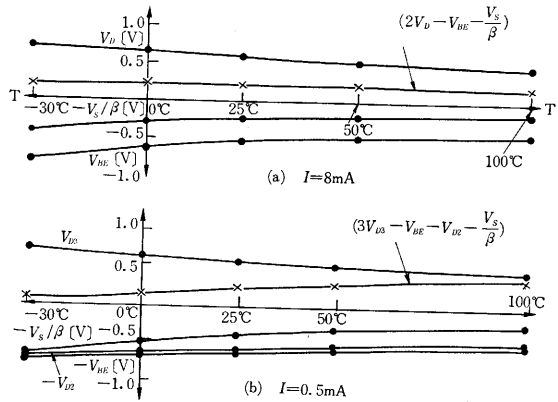


図 3 D-A 変換器温度変化項および補償曲線

に示すように、温度による変化項をほとんど打ち消すことができる。図 4 に D-A 変換器の回路を示す。

5. 比較器およびカウンタ：比較器の回路を図 5 に示す。比較すべき入力電圧が小さいことと、目標値の設定に従って入力電圧レベルが変わること、温度変化による誤差を小さくすること等のためである。比較器は、時間設定のアナログ信号（電圧）と、D-A 変換された時間信号（電圧）とを比較するもので、単位時間に相当する電圧より小さい電圧の差を検出できなければならない。

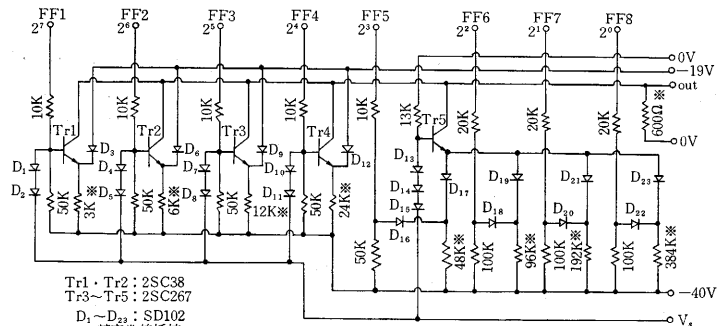


図 4 D-A 変換器

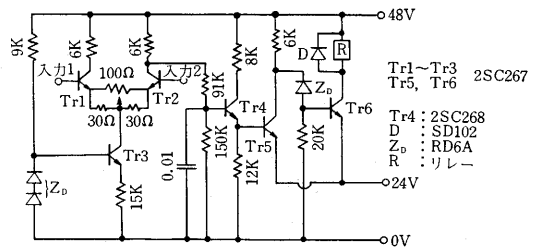


図 5 比較器回路

比較器の誤差は、差動増幅器の 2 個のトランジスタの特性をそろえることによって非常に小さくすることができる。図 6 にカウンタおよびそれを構成しているフリップフロップ回路を示す。広範囲の温度で動作するようにシ

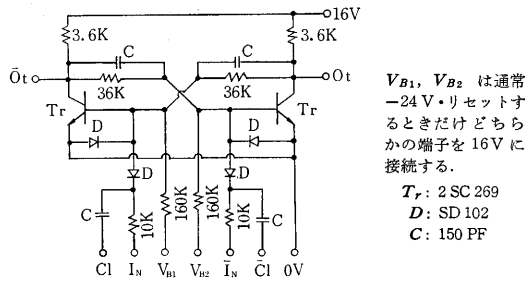
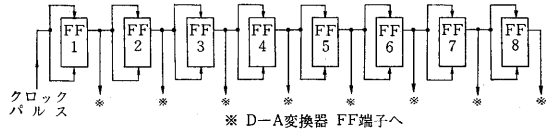


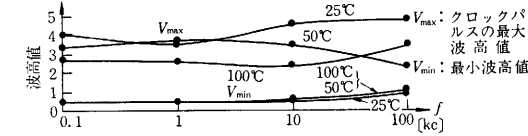
図 6 カウンタおよびフリップフロップ

リコントランジスタおよびシリコンダイオードを用いている。

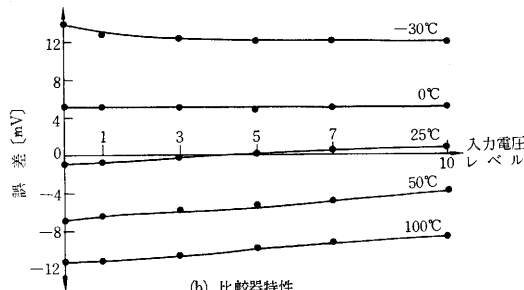
6. 実験結果: カウンタ, D-A 変換器, 比較器のおのおのについて回路を組み, 特性の測定を行なった。

カウンタの測定はフリップフロップ 8 個をカウンタ接続し, 1 段目にクロックパルスを加え, 8 段目の出力波形を観察するという方法で行なった。その結果を図 7 (a) に示す。25°C~100°C の温度範囲で, クロックパルスの波高値 0.2~2.3 V 以内であればこのカウンタは正確に動作する。

図 7 (b) に比較器の特性を示す。-30°C~100°C の範囲で誤差はほぼ ±12 mV である。



(a) カウンタ特性



(b) 比較器特性

図 7

D-A 変換器の誤差の原因として, (1) 負荷抵抗による出力端の電圧変動, (2) 温度による素子の特性の変化, (3) 基準電圧の変動等がある。D-A 変換器の誤差を考える上で, その定電流すなわち負荷抵抗に対する内部抵抗の大きさが問題になる。図 8 の D-A 変換器の定電流源の等価回路において, 出力電流  $I$  が回路に流れる

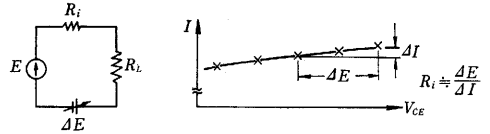


図 8 D-A 変換器等価回路

と, 次式が成立する。

$$E = I(R_i + R_L) \quad (\Delta E = 0) \quad (9)$$

$E$  は内部抵抗から (9) 式のようにきまる等価的な電圧源の電圧で, 理想定電流源の場合には  $R_i = \infty$  従って  $E = \infty$  となる。出力端電圧が  $\Delta E$  だけ減少した場合 (9) 式は

$$E - \Delta E = I'(R_i + R_L) \quad (10)$$

となる。出力端電圧の変動による出力電流の誤差を  $\Delta I = I - I'$  とすれば, (9) (10) 式より

$$R_i + R_L = \Delta E / \Delta I$$

$R_i \gg R_L$  とすれば内部抵抗は次式で表わされる。

$$R_i \approx \Delta E / \Delta I \quad (11)$$

D-A 変換器の各桁に対して  $\Delta I$  と  $\Delta E$  を測定した結果を図 9 に示す。2<sup>7</sup> および 2<sup>6</sup> の桁は, トランジスタのコレクタ損失が小さいため 2SC38 を用いた。(11) 式から内部抵抗を計算すると 2<sup>7</sup> の桁で約 440 kΩ である。負荷抵抗を 600Ω とすると, 負荷抵抗による誤差は

$$R_L / R_i \approx 0.0013 \quad (=0.13 \%)$$

となり, 単独では目安とした総合誤差より一応小さい。図 9 において, 2<sup>7</sup> の桁がゼロになるように  $V_s$  を調整したため, 他の桁に誤差が生じるが, これは図 2 (c) および (d) の  $R$  に補償抵抗を接続することにより小さくす

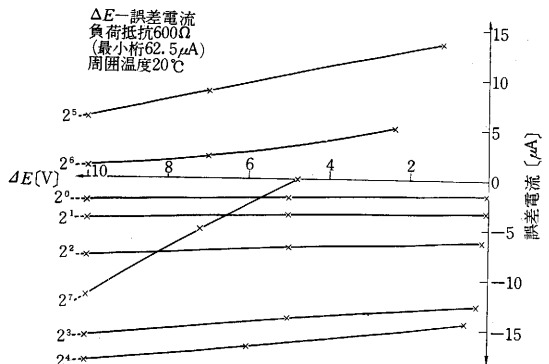


図 9

ることができる。温度による素子の特性の変化については 4 節に述べたとおりである。基準電圧の変動については定電圧回路を用いて変動を極力おさえた。

以上の結果から, カウンタ, D-A 変換器および比較器を試作し, 実験した結果, ほぼ目標とする精度をうることができたが, 回路およびタイマ全体の総合精度については, 現在さらに測定中であり, これらの点については次の機会にご報告したい。(1966 年 11 月 10 日受理)